



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **G brauchsmuster**  
⑩ **DE 298 15 069 U 1**

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
**H 03 K 5/13**  
G 01 F 23/284  
G 01 S 7/28  
G 01 S 13/88

②1	Aktenzeichen:	298 15 069.7
②2	Anmeldetag:	25. 8. 98
④7	Eintragungstag:	24. 12. 98
④3	Bekanntmachung im Patentblatt:	11. 2. 99

DE 298 15 069 U 1

⑦3 Inhaber:  
VEGA Grieshaber KG, 77709 Wolfach, DE

⑦4 Vertreter:  
Maiwald GmbH, 80335 München

⑤4 Sampling-Schaltung zur Abtastung von Hochfrequenzsignalpulsen für die Verwendung in  
TDR-Füllstandssensoren

DE 298 15 069 U 1

MAIWALD GMBH  
PATENTANWÄLTE



München

Dr. Walter Maiwald  
Patentanwalt  
European Patent Attorney  
European Trademark Attorney

Dr. Volker Hamm  
Dr. Stefan Michalski  
Patentanwälte  
European Trademark Attorneys

Lörrach

Dr. Walter Maiwald  
European Patent Attorney

in Zusammenarbeit mit:  
Schulze & Althoff  
Anwaltskanzlei

Ihr Zeichen  
Neuanmeldung  
VEGA Grieshaber KG

Unser Zeichen  
V 7188

München,  
25. August 1998

VEGA Grieshaber KG  
77709 Wolfach

---

**Sampling-Schaltung zur Abtastung von Hochfrequenzsignalpulsen für die  
Verwendung in TDR-Füllstandssensoren**

---

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Samplingschaltung zur Abtastung von elektrischen Pulsfolgen durch Abtastsignale für die Verwendung in TDR-Füllstandssensoren, wobei gleichzeitig ein hoher Zeitdehnungsfaktor, eine gute Auflösung, ein geringer Stromverbrauch und eine extrem hohe Linearität der Abtastung realisiert werden.

WM:DG:che

POSTFACH 330523 • 80065 MÜNCHEN  
ELISENHOF • ELISENSTRASSE 3 • 80335 MÜNCHEN  
TELEFON +49/(0)89-74 72 66-0 • FAX +49/(0)89-77 64 24 • VOICE +49/(0)89-74 72 66 10  
Email: maiwald @ maiwald-partner. com  
Geschäftsführer: Dr. Walter Maiwald • HRB Nr. 111307

TDR (time domain reflectometrie) - Füllstandsmeßeinrichtungen auf der Basis von ausgesendeten und wieder empfangenen Hochfrequenzpulsen ist gemeinsam, daß ein ausgesendeter Mikowellenpuls entlang eines Wellenleiters zur Füllgutoberfläche geführt und von dort reflektiert wird. Der Wellenleiter kann dabei eine koaxiale Leitung, eine Zweidrahtleitung, eine Eindrahtleitung nach Harms-Gobau oder nach Sommerfeld, ein Hohlleiter, ein dielektrischer Leiter oder eine andere für Hochfrequenzwellen geeignete Leiterform sein. Taucht der Wellenleiter in das Füllgut ein, ändert sich das umgebende Dielektrikum und damit der Wellenwiderstand (Impedanz) für die Hochfrequenzwellen. An der Impedanzänderung wird ein Teil des Hochfrequenzpulses reflektiert, woraus im weiteren aus der Zeitdifferenz zwischen ausgesendetem und empfangenem Hochfrequenzwellensignal die Entfernung der reflektierenden Stelle und damit indirekt die Füllguthöhe bestimmt wird.

Da die Füllgutentfernungen im Bereich von wenigen Zentimetern bis zu mehreren Metern liegen und die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf den Wellenleitern nahe der Lichtgeschwindigkeit ist, ergeben sich Hochfrequenzwellenpuls-Laufzeiten im Bereich von einigen Nanosekunden. Um diese sehr genau bestimmen zu können, bietet es sich an, das elektrische Signal, das den Sende- und Empfangspuls enthält, um mehrere Zehnerpotenzen gedehnt abzubilden.

Dies geschieht durch ein Sampling-Verfahren, bei dem dem Sende-/Empfangssignal periodisch Abtastwerte entnommen werden. Wird der Zeitpunkt der Abtastung kontinuierlich bezüglich des Sendezeitpunktes verschoben, so ergeben die einzelnen Abtastwerte zusammengesetzt wieder ein - nun allerdings zeitgedehntes - Abbild des abgetasteten Signals. Wichtig für eine gleichmäßig konstante, fehlerfreie Zeitdehnung ist die definierte Verschiebung des Abtastzeitpunktes bezüglich des Sendezeitpunktes.

Bisherige Lösungen hierfür basieren auf Schaltungen, die das Signal, welches den Sendepuls auslöst, einstellbar verzögern, um dann mit dem verzögerten Signal die



Abtastung auszulösen. Jedoch gelingt eine lineare Zeitdehnung, wenn überhaupt, nur unter großem technischen Aufwand.

Die US 5 609 059 beschreibt eine Verzögerungsschaltung, die einen nichtlinearen, etwa exponentiellen Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und der dadurch bewirkten Verzögerung aufweist. Um eine lineare Zeitdehnung zu erreichen, muß die steuernde Spannung für die Verzögerung ebenfalls nichtlinear geändert werden, so daß sich folglich beide Nichtlinearitäten aufheben. Es ist offensichtlich, daß eine Linearität der Zeitdehnung unter diesen Bedingungen nur äußerst schwierig zu bewerkstelligen ist.

Eine Verbesserung zur oben genannten Verzögerungsschaltung ist in der US 5 563 605 offenbart. Dort wird über eine Vorrichtung zur Messung der Phase zwischen unverzögertem und verzögertem Signal die momentane Verzögerung ermittelt und in einer Regelschleife mit dem vorgegebenem Sollwert verglichen. Durch Ausregelung wird der Unterschied zwischen Soll- und Istwert minimiert, wodurch ein weitgehend linearer Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und bewirkter Verzögerung erreicht werden kann.

Diese Verzögerungsschaltung ist jedoch nicht geeignet, wenn zugleich ein hoher Zeitdehnungsfaktor, eine gute Auflösung, ein geringer Stromverbrauch, und ein hohe Linearität der Abtastung der empfangenen Hochfrequenzwellensignalspulsfolge erzielt werden sollen, weil hierbei die Periodendauern der Sendepulse und die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Hochfrequenzwellenpulse durch den jeweiligen Entfernungsmessbereich und die Wahl des Wellenleiters größtenteils festgelegt sind. Zudem ist für die Verzögerungsschaltung ein D/A-Wandler zur Erzeugung einer Spannungsrampe zur Vorgabe des Sollwertes nötig. Dies erfordert hinsichtlich der Vorgaben eine hohe Auflösung, einen äußerst geringen Linearitätsfehlers, eine schnelle Inkrementierbarkeit des D/A-Wandlers und ein schnelles Ausregeln der eingestellten Verzögerungszeiten des D/A-Wandlers. Zudem sollte der D/A-Wandler sehr wenig



-4-

Leistung verbrauchen, falls der Füllstandssensor über eine 4 bis 20 mA Zweileiter-Prozeßregelschleife betrieben werden soll.

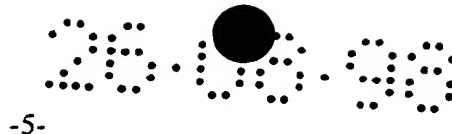
Für den Fachmann ist es offensichtlich, daß mit dieser Verzögerungsschaltung eine gleichzeitige Umsetzung der gewünschten, sich hier gegenseitig ausschließenden Eigenschaften nicht möglich ist. Allenfalls sind damit Kompromißlösungen zu bewerkstelligen.

Aufgabe der Erfindung ist es, die Nachteile des Standes der Technik zu beheben und eine Sampling-Schaltung zu schaffen, durch welche gleichzeitig ein hoher Zeitdehnungsfaktor, eine gute Auflösung, ein geringer Stromverbrauch und extrem hohe Linearität der Abtastung realisiert werden.

Die Lösung dieser Aufgabe erfolgt durch die Merkmale des beigefügten Hauptanspruches.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung sind durch die beigefügten Unteransprüche dargestellt.

Erfindungsgemäß umfaßt die Sampling-Schaltung einen Sendepulsgenerator zur Erzeugung des gepulsten Hochfrequenzwellensignals, einen Empfänger zum Empfang des Hochfrequenzwellensignals, eine Sende-/Empfangstrennung zum Trennen des gesendeten und empfangenen Hochfrequenzwellensignals, einen Abtaster zum Abtasten des empfangenen Hochfrequenzwellensignals, einen Abtastpulsgenerator zur Steuerung des Abtasters, und einen Zwischenspeicher zur temporären Speicherung des empfangenen Hochfrequenzwellensignals. Die Sampling-Schaltung weist zwei zunächst voneinander unabhängige Oszillatoren mit etwa gleicher Frequenz auf. Wenigstens einer dieser beiden Oszillatoren ist dabei in seiner Frequenz variierbar. Einer der beiden Oszillatoren steuert den Sendepulsgenerator, während der andere den Abtastpulsgenerator steuert. Außerdem weist die erfindungsgemäße Sampling-Schaltung einen Frequenzmischer zur Mischung der beiden Oszillatorfrequenzen auf, wobei der Frequenzmischer die Differenzfrequenz der



-5-

beiden zugeführten Oszillatorfrequenzen bildet. Die Schaltungsteile sind so miteinander gekoppelt, daß die Frequenzdifferenz auf einen vorgebbaren Sollwert regelbar ist und damit der Zeitdehnungsfaktor einstellbar ist.

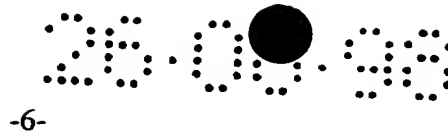
In vorteilhafter Weise sind die Oszillatoren als Quarzoszillatoren ausgeführt.

Außerdem weist die erfindungsgemäße Sampling-Schaltung ein Tiefpaßfilter zur Filterung von zu den Oszillatorfrequenzen tieferen Frequenzen, einen Frequenzvergleichser zum Vergleichen von Frequenzen, einen Frequenzteiler zum Teilen von Frequenzen und einen Spannungsintegrator auf.

Erfindungsgemäß wird der Sendepulsgenerator durch den ersten Oszillator gesteuert, um eine Sendepulsfolge von Hochfrequenzwellenpulse einer definierten Frequenz zu erzeugen. Der Abtastpulsgenerator wird durch den zweiten, in seiner Frequenz variierbaren, Oszillator gesteuert um die Abtastpulsfolge durch den Abtaster aufzunehmen. Die Frequenzen des ersten und zweiten Oszillators werden im Frequenzmischer gemischt, wobei im Ergebnis die Frequenzdifferenz dieser beiden Oszillatoren ermittelt wird. Die Frequenzdifferenz wird einem Vergleichser zugeführt, der die Frequenzdifferenz mit einem Sollwert vergleicht, der durch Teilung der Frequenz des ersten Oszillators gebildet wird. Eine Regelschaltung steuert dann den in seiner Frequenz variierbaren zweiten Oszillator, so daß die Differenzfrequenz der beiden Oszillatoren dem vorgegebenen Sollwert entspricht.

Durch die Wahl der Oszillatorfrequenzen und deren Differenzfrequenz läßt sich der Zeitdehnungsfaktor und die Auflösung der Abtastung relativ frei wählen. Verwendet man außerdem Quarzoszillatoren und intermittierenden Betrieb des Füllstandssensors, so lassen sich auch die Forderungen nach geringem Leistungsbedarf und extrem hoher Linearität der Abtastung relativ einfach gleichzeitig mit den anderen Forderungen erfüllen.

Die vorliegende Erfindung soll anhand des in Figur 1 gezeigten Ausführungsbeispiels, sowie der Figur 2 weiter erläutert werden.



-6-

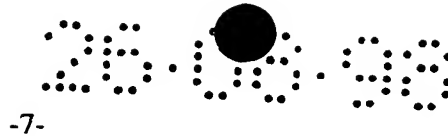
Figur 1 zeigt das Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiels einer Sampling-Schaltung zur Erzeugung einer zeitgedehnten Abtastpulsfolge.

Die Schaltung enthält zwei Quarzoszillatoren (1) und (2), wobei der eine Quarzoszillator über eine extern angelegte Spannung (3) in seiner Frequenz variierbar ist. Das Ausgangssignal (4) des in seiner Frequenz variierbaren Oszillators steuert den Abtastpulsgenerator (6), der im Takt des Oszillatorausgangssignals (4) kurze Abtastpulse an den Abtaster (8) abgibt. Das Ausgangssignal (5) des Oszillators (2), steuert den Sendepulsgenerator (9), der im Takt des Oszillatorausgangssignals (5) kurze Sendepulse (10) an die Sende-/Empfangs-Trennung (11) abgibt. Die Sende-/Empfangs-Trennung (11) leitet den Sendepuls (10) hauptsächlich weiter zum Wellenleiter(12).

Das an der Füllgutoberfläche (13) reflektierte Sendesignal läuft über den Wellenleiter (12) wieder zurück zur Sende-/Empfangs-Trennung (11). Diese sorgt dafür, daß das Empfangssignal weiter in Richtung zum Abtaster (8) geleitet wird. Die Sende-/Empfangs-Trennung kann beispielsweise als Richtkoppler ausgeführt sein und ermöglicht, daß das dem Abtaster (8) zugeführte Signal (14) nur einen kleinen Anteil des Sendesignals und den überwiegenden Teil des Empfangssignals enthält.

Im Abtaster (8) werden dem Sende-/Empfangssignal (14) im Takt des Abtastpulsgenerators (6) kurze Abtastwerte (15) entnommen, die im Zwischenspeicher (16) so lange gespeichert werden, bis der nächste Abtastwert (15) generiert ist. Die kontinuierliche Verschiebung der Abtastpulse (7) gegenüber den Sendepulsen (10) bewirkt, daß das Ausgangssignal (17) des Zwischenspeichers (16) ein aus diskreten Abtastwerten zusammengesetztes zeitgedehntes Abbild des Sende-/Empfangssignals (14) darstellt.

Für die exakte kontinuierliche Verschiebung der Abtastpulse (7) gegenüber den Sendepulsen (10) sorgt die Frequenzregelung des Quarzoszillators (1), die durch Mischer (18), Tiefpaßfilter (20), Vergleicher (24), Teiler (22) und Integrator (26) realisiert wird. Dem Mischer (18) werden beide Oszillator-Ausgangssignale (4) und (5) zugeführt. Der Mischer (18) enthält ein Bauteil mit nichtlinearer Kennlinie, so daß das Mischer-



Ausgangssignal (19) neben anderen Mischprodukten auch die Differenzfrequenz aus den beiden Oszillator-Ausgangssignalen (4) und (5) enthält. Durch Tiefpaßfilterung im Tiefpaßfilter (20) bleibt an dessen Ausgang aus den verschiedenen Mischprodukten des Mischers (18) die Differenzfrequenz (21) übrig. Diese wird dem Vergleicher (24) zugeführt, der sie mit der Referenzfrequenz (23) vergleicht. Die Referenzfrequenz (23) wird im vorliegenden Beispiel durch Teilung der Oszillator-Ausgangsfrequenz (5) über den Teiler (22) gebildet. Im Vergleicher (24) werden Referenzfrequenz (23) und Differenzfrequenz (21) miteinander verglichen und ein Ausgangssignal (25) gebildet, das proportional zur Frequenzabweichung von Differenzfrequenz (21) zu Referenzfrequenz (23) ist. Dies läßt sich beispielsweise durch Verwendung eines Phasenkomparators als Vergleicher (24) realisieren.

Das Vergleicher-Ausgangssignal (25) wird in einem Integrator aufsummiert, und die Integrator-Ausgangsspannung bildet die oben erwähnte Steuerspannung (3) für die Frequenzeinstellung des Quarzoszillators (1).

Im eingeregelten Zustand sind Referenzfrequenz (23) und Differenzfrequenz (21) genau gleich, das Vergleicher-Ausgangssignal (25) ist dadurch Null und die Integrator-Ausgangsspannung (3) bleibt konstant auf ihrem Wert stehen. Das bedeutet, daß in diesem Zustand die Frequenzdifferenz zwischen den beiden Oszillator-Ausgangsspannungen (4) und (5) exakt dem von der Referenzfrequenz (23) vorgegebenen Sollwert entspricht. Durch die (geringfügige) Frequenzdifferenz verschiebt sich das Abtastpulssignale (7) von einer Periode zur anderen gegenüber dem Sendesignal (10) womit wie gewünscht die Zeitdehnung durch das Sampling-Verfahren realisiert ist.

Der Zeitdehnungsfaktor entspricht dabei direkt dem Verhältnis aus Differenzfrequenz und Ausgangsfrequenz des Oszillators (2). Man kann also eine hohe Zeitdehnung dadurch erhalten, daß man eine sehr kleine Differenzfrequenz wählt. Gleichzeitig mit der hohen Zeitdehnung ergibt sich auch eine gute Auflösung des Signals nach der Abtastung. Über



den Teilungsfaktor des Teilers (22) ist die Zeitdehnung im vorliegenden Ausführungsbeispiel direkt beeinflussbar.

Die Linearität der Abtastung ist nur durch eventuell von außen auf den Regelkreis einwirkende Störeinflüsse begrenzt, die durch dem Fachmann geläufige Maßnahmen beim Schaltungslayout minimiert werden können. Abtastlinearitätsfehler im Bereich von 0,01% sind damit durchaus realisierbar.

Außerdem ermöglicht dieses System eine schnelle Durchführung der Zeitdehnung eines kompletten Sende-/Empfangssignals, da im Gegensatz zum Stand der Technik nicht für jeden Abtastpunkt eine neue zeitraubende Einregelung der Verzögerungszeit erfolgen muß. Deshalb eignet es sich auch besonders für Füllstandssensoren mit geringer Leistungsaufnahme, die nach einer relativ kurzen aktiven Meßzeit zur Leistungsseinsparung bestimmte Schaltungsteile in einen Stand-by-Betrieb umschalten.

Figur 2 zeigt eine schematische Darstellung der von den beiden Oszillatoren initiierten Sendepulsfolge (Oszillator 1) und Abtastpulsfolge (Oszillator 2).

Hierbei bezeichnet  $t_D$  die Verzögerungszeit zwischen den beiden Oszillator-Ausgangsspannungen, während  $\Delta t_D$  die Änderung bzw. das Inkrementieren der Verzögerungszeit bezeichnet. Aus den jeweiligen inversen Frequenzen ergeben sich die jeweiligen Periodendauern, wobei die Periodendauer des Steuersignals für die Sendepulse mit  $T_{PRF}$  bezeichnet ist.

Dargestellt ist die zeitlich lineare Verzögerung des Signals aus Oszillators 1 gegenüber dem Signal aus Oszillator 2, wobei sich die Verzögerung als Summe einer konstanten Verzögerungszeit  $t_D$  und einem konstanten Inkrement  $\Delta t_D$  ergibt.



-9-

## ANSPRÜCHE

1. Sampling-Schaltung zur Verwendung in TDR-Füllstandssensoren, welche einen Sendepulsgenerator zur Erzeugung eines gepulsten Hochfrequenzwellensignals, einen Empfänger zum Empfang eines Hochfrequenzwellensignals, eine Sende-/Empfangstrennung zum Trennen des gesendeten und empfangenen Hochfrequenzwellensignals, einen Abtaster zum Abtasten des empfangenen Hochfrequenzwellensignals, einen Abtastpulsgenerator zur Steuerung des Abtasters, und einen Zwischenspeicher zur temporären Speicherung des empfangenen Hochfrequenzwellensignals umfaßt, **dadurch gekennzeichnet, daß** die Sampling-Schaltung zwei Oszillatoren, wobei wenigstens ein Oszillator in der Frequenz variierbar ist, deren einer den Sendegenerator steuert, während der andere den Abtastpulsgenerator steuert, sowie einen Frequenzmischer enthaltend ein nichtlineares Bauteil, der eine Frequenzdifferenz aus den Frequenzen der beiden Oszillatoren bildet, aufweist, und die so miteinander gekoppelt sind, daß die Frequenzdifferenz auf einen vorgebbaren Sollwert regelbar und damit der Zeitdehnungsfaktor einstellbar ist.

2. Sampling-Schaltung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, daß** die Sampling-Schaltung einen Tiefpaßfilter, einen Frequenzvergleichler einen Frequenzteiler und einen Spannungsintegrator aufweist, die so miteinander verbunden sind, daß das Ausgangssignal des Frequenzmischers dem Tiefpaßfilter zugeführt wird, wodurch die Differenzfrequenz ausgefiltert wird, welche dann einem Frequenzvergleichler zugeführt wird, worin die Differenzfrequenz mit einer Referenzfrequenz verglichen wird, welche durch Teilung der den Sendepulsgenerator steuernden Oszillatorfrequenz mittels des Frequenzteilers erhalten wird, und wobei das Ausgangssignal des Frequenzvergleichlers dem Spannungsintegrator zugeführt wird und



-10-

das Ausgangssignal des Spannungsintegrators die Frequenz des den Abtastpulsgenerator steuernden Oszillators regelt.

3. Sampling-Schaltung nach Anspruch 1 oder 2,  
**dadurch gekennzeichnet, daß die Oszillatoren Quarzoszillatoren sind.**
4. TDR-Füllstandsensor, enthaltend die Sampling-Schaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche.
5. TDR-Füllstandssensor nach Anspruch 4,  
**dadurch gekennzeichnet, daß der Füllstandssensor einen Wellenleiter, zur Leitung des Hochfrequenzwellensignals wenigstens bis zur Füllgutoberfläche aufweist, welcher insbesondere eine koaxiale Leitung, eine Zweidrahtleitung, eine Eindrahtleitung nach Harms-Gobau oder nach Sommerfeld, einen Hohlleiter, einen dielektrischer Leiter oder eine andere für Hochfrequenzwellen geeignete Leiterform umfaßt.**

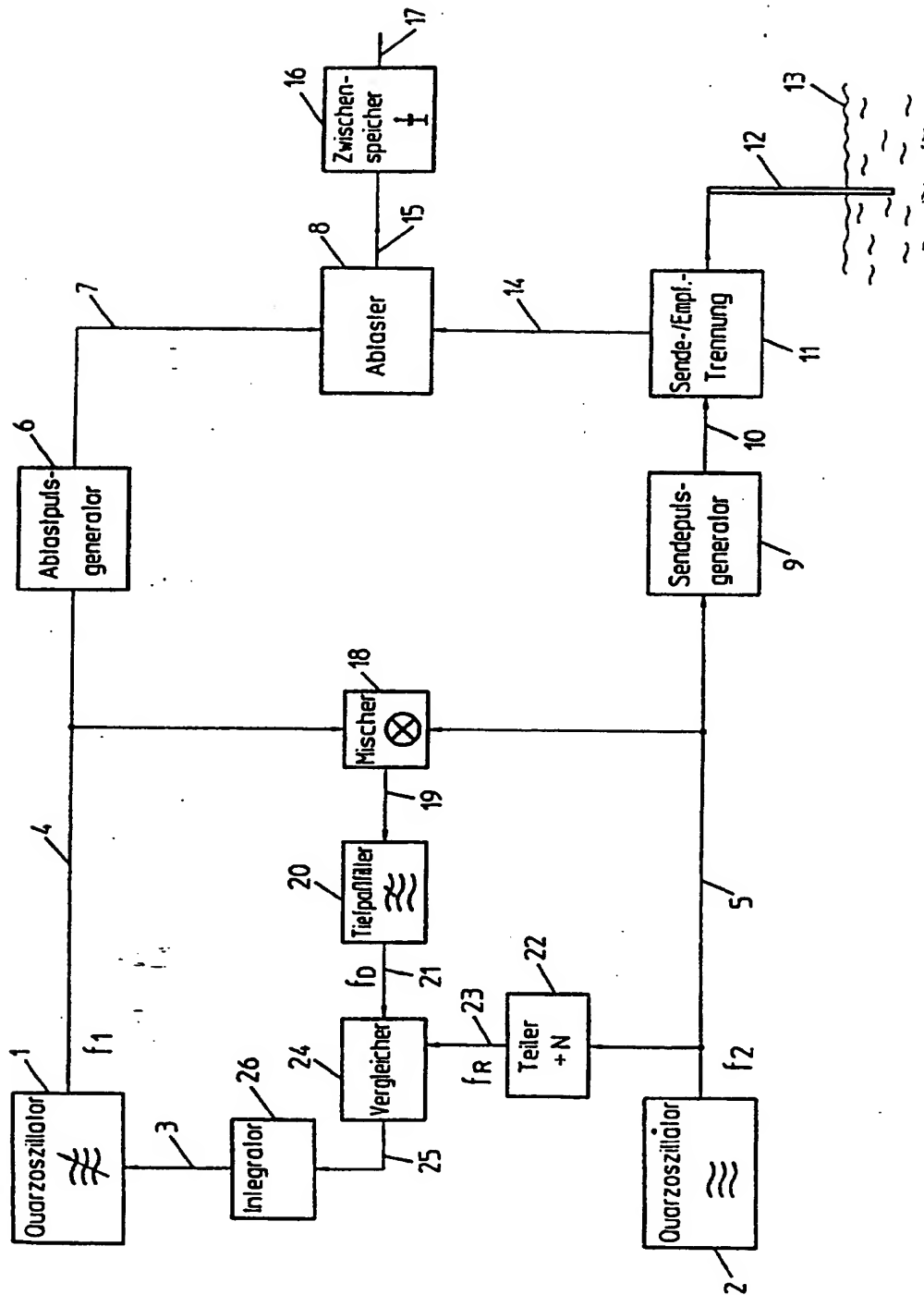


Fig. 1

**Fig. 2**

